

19 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Übersetzung der  
europäischen Patentschrift

87 EP 0555 289 B1

10 DE 691 22 623 T 2

51 Int. Cl.<sup>6</sup>:  
H 04 B 7/005  
H 04 L 1/06

21 Deutsches Aktenzeichen: 691 22 623.7  
88 PCT-Aktenzeichen: PCT/GB91/01900  
88 Europäisches Aktenzeichen: 91 918 797.1  
87 PCT-Veröffentlichungs-Nr.: WO 92/08298  
88 PCT-Anmeldetag: 30. 10. 91  
87 Veröffentlichungstag  
der PCT-Anmeldung: 14. 5. 92  
87 Erstveröffentlichung durch das EPA: 18. 8. 93  
87 Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: 9. 10. 96  
47 Veröffentlichungstag im Patentblatt: 27. 2. 97

30 Unionspriorität: 32 33 31

30.10.90 GB 9023605

73 Patentinhaber:

British Telecommunications p.l.c., London, GB

74 Vertreter:

Beetz und Kollegen, 80538 München

84 Benannte Vertragsstaaten:

DE, FR, GB, IT, NL, SE

72 Erfinder:

WEBB, William, Timothy 66 Lower Brownhill Road,  
Southampton SO1 9QL, GB

54 KANALENTZERRUNG, INSBESONDERE FÜR FADING-KANÄLE

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patentamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 691 22 623 T 2

DE 691 22 623 T 2

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf den Digitalfunk und insbesondere, jedoch nicht ausschließlich, auf den digitalen Zellenfunk.

Die in digitalen Zellenfunksystemen verwendete Form der Modulation hängt von der Funkumgebung ab, in der das Funksystem verwendet wird.

In weiträumigen Zellenfunksystemen wird die binäre Modulation bevorzugt, da eine Tendenz zu großen Zellen besteht, die erzwingen, daß der Funkverkehr bei niedrigen Kanal-Rauschabständen (SNR) und niedrigen Signal/Interferenz-Verhältnissen erfolgt. Ein Vorteil der binären Modulation besteht darin, daß die Klasse-C-Verstärkung verwendet werden kann, deren hoher Wirkungsgrad die Lebensdauer der Batterie von tragbaren Geräten im Vergleich zur Verwendung einer linearen Verstärkung verlängert. Da die digitale Signalverarbeitung im wesentlichen mit Bits ausgeführt wird, ist die binäre Modulation ohne weiteres mit der Sprachcodierung, der Kanalcodierung und der Entzerrung kompatibel.

In Zellenfunksystemen werden zunehmend höhere Bitraten gefordert. Die übertragene Bitrate kann durch Verwendung einer Mehrpegel-Modulation erhöht werden, bei der jedes Symbol mehr als ein Bit trägt. Obwohl die Kanalbandbreite nicht erhöht werden muß, sind viele der Vorteile der binären Modulation nicht mehr vorhanden. Insbesondere ist eine ineffiziente lineare Verstärkung erforderlich, außerdem muß der Empfänger mit hohen Rauschabstandspegeln arbeiten. Diese Schwierigkeiten werden jedoch weniger erheblich, wenn Mikrozellen oder Picozellen verwendet

werden. Für diese kleinen Zellen, die von einem Kilometer längs einer Autostraße bis zu einem Abschnitt von 200 m einer Straße zu einem einzelnen Büro reichen, kann die abgestrahlte Leistung unterhalb von 10 mW und oftmals in der Größenordnung von wenigen Mikrowatt liegen. Es ist möglich, in Umgebungen mit verhältnismäßig hohem Rauschabstand zu arbeiten, die beispielsweise 25 dB übersteigen, ferner verbrauchen die ineffizienten linearen Verstärker wenig Batterieleistung.

Da in Bürogebäuden viele Kommunikationen mit potentiell hohen Bitraten auftreten, muß die Kapazität der mobilen Systeme in diesen Gebäuden sehr hoch sein. Die hohen Bitraten, die für die Handhabung von Video- und Audiocomputerdaten und einen anderen Datenverkehr erforderlich sind, könnten erfordern, daß die Symbolrate der Mehrpegelsysteme so hoch ist, daß die Mobilfunkkanäle eine Streuung zeigen. Die Ausführung der Entzerrung von Mehrpegelsignalen, z. B. die Mehrpegel-Quadraturmodulation (QAM), die der Streuung und dem Schwund unterworfen sind, ist keine einfache Aufgabe.

Von einem Kanal kann gesagt werden, daß er sich wie ein schmalbandiger Funkkanal verhält, wenn die Dauer des übertragenen Symbols erheblich größer als die Verzögerungsspanne des Kanals ist. Als Folge davon unterliegt das empfangene Mehrwegsignal einem flachen Frequenzschwund. Wenn das Mehrwegsignal einen vorherrschenden Weg besitzt, tritt ein Rician-Schwund auf. Der in einem schmalbandigen Kanal im schlimmsten Fall auftretende Schwund ist der Rayleigh-Schwund, wenn sehr tiefe Schwunde auftreten können, die Burst-Fehler hervorrufen, selbst wenn der mittlere Rauschabstand hoch ist.

Wenn die Größe der Zelle abnimmt, nimmt die Verzögerungsspanne ab, wodurch eine Erhöhung der übertragenen Symbol-

rate unter Beibehaltung flacher Schwundbedingungen möglich ist, d. h. es wird vermieden, daß der Kanal streut, was eine Intersymbolinterferenz (ISI) zur Folge hätte. Wenn die Zellengröße auf Mikrozellen-Verhältnisse abnimmt, z. B. in Büro-Mikrozellen, kann die übertragene Symbolrate gut über ein Megasymbol/s ansteigen.

Selbst bei sehr kleinen Mikrozellen wird jedoch ein Punkt erreicht, bei dem die Verzögerungsspanne mit der Symboldauer und den ISI-Ergebnissen vergleichbar wird. Die ISI kann unter Verwendung der Symbolverschachtelung und der Kanalcodierung bekämpft werden. Wenn die ISI ein ernstes Problem wird, ist es notwendig, ihre Wirkungen unter Verwendung einer Kanalentzerrung abzuschwächen.

Es sind viele verschiedene Typen von Entzerrungssystemen bekannt. Fast alle von ihnen sind so beschaffen, daß sie mit der binären Modulation anstatt mit der Mehrpegel-QAM arbeiten. Die Haupttypen von Entzerrern sind lineare Entzerrer (LE), Entscheidungsrückkopplung-Entzerrer (DFE) und Viterbi-Entzerrer. Gewöhnlich ist der bevorzugte Entzerrer der Viterbi-Entzerrer wegen seiner theoretisch optimalen Leistung, die eine vollkommenen Kanalprüfung ergibt, unglücklicherweise ist er jedoch für QAM zu komplex, da mehr als  $2^{12}$  Zustände benötigt werden.

Derzeitige QAM-Systeme arbeiten über feste Verbindungen wie etwa Telefondraht-Schaltungen oder Punkt-Zu-Punkt-Funkverbindungen, bei denen die Frequenzselektivität konstant ist oder sich im Vergleich zu Mobilkanälen sehr langsam verändert. Im allgemeinen kann mit einem linearen Entzerrer irgendeine ISI beseitigt werden. Der Entzerrer ist normalerweise adaptiv beschaffen, so daß er seine Abzweigkoeffizienten automatisch anpaßt, wenn sich die Kanalstreuung verändert. Ein solches System ist in Fujitsu Scientific and Technical Journal, Bd. 22, Nr. 4

(1986), Kawasaki, Seiten 294-306, vorgeschlagen worden. Gelegentlich werden DFEs verwendet, die ebenfalls adaptiv sein können. Ihr Ansprechverhalten ist besser, sie neigen jedoch zu Totalausfällen.

Gemäß einem ersten Aspekt schafft die Erfindung ein digitales Funksystem, in dem Datensymbole über einen Funkkanal unter Verwendung mehrerer Modulationspegel gesendet werden, mit einem Empfänger zum Empfangen eines Mehrpegel-Modulationssignals, in dem das empfangene Signal durch eine erste Symbol-Schätzeinrichtung verarbeitet wird, was einen ersten Schätzwert eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Symbols ergibt, und außerdem durch eine zweite Schätzeinrichtung verarbeitet wird, was einen zweiten Schätzwert eines durch das Signal repräsentierten Symbols ergibt, wobei der durch die erste Schätzeinrichtung erzeugte Schätzwert bereitgestellt wird, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen, und andernfalls der Schätzwert der zweiten Schätzeinrichtung bereitgestellt wird.

Gemäß einem zweiten Aspekt schafft die Erfindung ein Verfahren zum Verarbeiten von empfangenen Mehrpegel-Modulationssignalen, die in einem digitalen Funksystem digitale Datensymbole repräsentieren, mit den Schritten: Erzeugen eines ersten Schätzwerts eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Symbols und Erzeugen eines zweiten Schätzwerts eines durch das Signal repräsentierten Symbols sowie Bereitstellen des ersten Schätzwerts als Ausgangssignal, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen, und andernfalls Bereitstellen eines zweiten Schätzwerts als Ausgangssignal.

Gemäß einem dritten Aspekt schafft die Erfindung ein Verfahren zum Verarbeiten von empfangenen Mehrpegel-Modulationssignalen, in dem das empfangene Signal durch eine erste Symbol-Schätzeinrichtung verarbeitet wird, was einen ersten Schätzwert eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Signals ergibt, und durch eine zweite Schätzeinrichtung verarbeitet wird, was einen zweiten Schätzwert eines durch das Signal repräsentierten Symbols ergibt, wobei der von der ersten Schätzeinrichtung erzeugte Schätzwert bereitgestellt wird, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen, und andernfalls ein auf dem Ausgangssignal der zweiten Schätzeinrichtung basierender Schätzwert bereitgestellt wird.

Nun wird eine bevorzugte Ausführungsform der Erfindung anhand eines Beispiels und mit Bezugnahme auf die beigefügten Zeichnungen beschrieben, in denen:

Fig. 1 ein Diagramm einer Mehrpegel-QAM-Konstellation ist, die in der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung verwendet wird;

Fig. 2 ein allgemeines schematisches Blockschaltbild eines Systems gemäß der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung ist;

Fig. 3 eine Tabelle ist, die lediglich als ein erläuterndes Beispiel Kanalprüfdaten auflistet;

Fig. 4 eine schematische Darstellung ist, die einen linearen Entzerrer (LE) veranschaulicht, der einen Teil der Ausführungsform bildet;

Fig. 5 eine schematische Darstellung ist, die einen Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer (DFE-Entzerrer) veranschaulicht, der einen Teil der bevorzugten Ausführungsform bildet;

Fig. 6 eine schematische Darstellung ist, die ein Diversity-Kombinationssystem veranschaulicht, das einen Teil der vorliegenden Erfindung bildet;

Fig. 7 eine Darstellung ist, die die Funktionsweise des RAKE-Kombinierers von Fig. 6 veranschaulicht;

Fig. 8 einen Graphen zeigt, der die BER-Leistung von Schmalband- und Breitband-QAM veranschaulicht;

Fig. 9 eine Darstellung ist, die die Zusammenarbeit des DFE und des RAKE-Kombinierers veranschaulicht;

Fig. 10 die Funktionsweise des Einfenstersymbol-Entzerrers veranschaulicht, der durch den RAKE-Kombinierer gebildet ist;

Fig. 11 ein Graph ist, der die BER-Leistung des Systems der bevorzugten Ausführungsform veranschaulicht;

Fig. 12 ein Graph ist, der die BER-Leistung mit verschiedenen zusätzlichen Codierungsschemata veranschaulicht;

Fig. 13 ein Graph ist, der die BER-Leistung mit und ohne differentielle Codierung veranschaulicht;

Fig. 14 ein Graph ist, der die BER-Leistung für verschiedene iterative Codierungsschemata veranschaulicht;

Fig. 15 ein Graph ist, der die BER-Leistung mit Diversity veranschaulicht.

Zunächst wird mit Bezug auf Fig. 1 die bevorzugte Ausführungsform der Erfindung in Verbindung mit einem Mehrpegel-QAM-Schema beschrieben, das eine Phasen-Amplituden-Konstellation wie in Fig. 1 gezeigt besitzt. Andere Konstellationen können selbstverständlich in Betracht gezogen werden, zur Erläuterung wird jedoch hier Fig. 1 verwendet.

Wie in Fig. 2 gezeigt, schafft die bevorzugte Ausführungsform der Erfindung ein digitales Mobilfunksystem mit einem Senderteil 1 und einem Empfängerteil 2. Signale vom Senderteil 1 werden über einen Kanal 3, d. h. einen Funkkanal, zum Empfängerteil 2 geschickt. Obwohl ein einziges unidirektionales Kanalsystem dargestellt ist, kann das System je nach Anforderung ein bidirektionales Mehrkanalsystem sein, das bereits bekannt ist.

Der Senderteil 1 des Systems besitzt eine Datenquelle 11 und eine Kanalprüfsequenz-Quelle 12. Die Datenquelle 11 kann beispielsweise eine Quelle für codierte digitale Sprachdaten sein.

Der Empfängerteil 2 des Systems besitzt einen Datenwiederherstellungsabschnitt, der in Fig. 2 gezeigt ist und der ein Ausgangssignal (o/p) für den (nicht gezeigten) notwendigen Decodierungsabschnitt usw. schafft. Die bevorzugte Ausführungsform der Erfindung betrifft besonders den Datenwiederherstellungsabschnitt, der in Fig. 2 gezeigt ist, während die Decodierungsabschnitte usw. in irgendeiner geeigneten Weise, die dem Fachmann bekannt ist, vorgesehen sein können.

Es ist klar, daß der Senderteil 1 und der Empfängerteil 2 Untersysteme enthalten, die notwendig sind, um das Funksignal für die Übertragung über den Funkkanal 3 zu



erzeugen und zu empfangen, was dem Fachmann wohlbekannt ist.

Der Datenwiederherstellungsabschnitt des Empfängerteils 2 enthält, wie in Fig. 2 gezeigt ist, einen ersten Schalter SW1, der wahlweise für eine Kanal-Schätzeinrichtung 21 ein vom Kanal 3 empfangenes Eingangssignal bereitstellt, sowie einen zweiten Schalter SW2. Die Kanalschätzeinrichtung 21 erzeugt ein Ausgangssignal für eine Recheneinrichtung 22 für Abzweigungen des linearen Entzerrers (LE), die ihrerseits ein Ausgangssignal für eine Konvergenzprüfeinrichtung 23 erzeugt. Der zweite Schalter SW2 verbindet das Eingangssignal vom Kanal 3 (über den Schalter SW1) wahlweise entweder mit einem linearen Entzerrer (LE) 24 oder mit einem Einsymbolfenster-Entzerrer (OSWE) 25 und einem Feld von Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrern (DFEs) 26-1 bis 26-10. Der zweite Schalter SW2 wird unter der Steuerung der Konvergenzprüfeinrichtung 23 betrieben. Der Ausgang der Kanal-Schätzeinrichtung 21 wird dem linearen Entzerrer 24 und dem Einsymbolfenster-Entzerrer 25 sowie den Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrern 26-1 bis 26-10 zusätzlich zur Verfügung gestellt. Der Einsymbolfenster-Entzerrer (OSWE) 25 ist durch einen RAKE-Kombinierer gebildet. Der Datenwiederherstellungsabschnitt erzeugt ein Ausgangssignal von LE24 oder von DFE 10 (26-10) in Abhängigkeit davon, ob der Schalter SW1 so eingestellt ist, daß er an LE 24 oder aber an OSWE 25 und an die DFEs 1 bis 10 (26-10) ankommende Signale liefert.

Lineare Entzerrer (LEs) und Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer sind wohlbekannt, um jedoch das Verständnis ihrer Operation im Zusammenhang der Erfindung zu unterstützen, wird im folgenden jeder beschrieben. Außerdem wird unten eine funktionale Beschreibung des Einsymbolfenster-Entzerrers (OSWE) zusammen mit einer allgemeinen Beschreibung eines RAKE-Kombinierers gegeben, auf dem der

OSWE basiert. Daraufhin wird die Zusammenwirkung des LE, der DFES und des OSWE in der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung erläutert.

### Linearer Entzerrer

Die Grundstruktur eines linearen Entzerrersystems (LE) ist in Fig. 4 angegeben. Das empfangene Signal  $s_k$  wird durch eine Verzögerungskette geschickt, wobei der Ausgang I durch eine Multiplikation unter Verwendung von Abzweigungen mit variablen Koeffizienten  $c_n$  abgeleitet wird. Daher gilt

$$I_k = \sum_{j=-K}^K c_j s_{k-j}, \quad (3)$$

wobei  $(2K + 1)$  Abzweigungen vorhanden sind. Um der Bequemlichkeit willen gilt in Fig. 4  $K = 2$ . Es gibt zahlreiche Wege für die Ableitung der Koeffizienten  $c_k$ . Falls die Kanalimpulsantwort zeitinvariant ist, sind die Koeffizienten konstant. In den meisten Fällen ist jedoch die Kanalimpulsantwort zeitveränderlich, so daß die Abzweigungskoeffizienten variabel sein müssen. Eine große Klasse von linearen Entzerrern stellt diese Koeffizienten dadurch ein, daß sie den entzerrten Ausgang mit dem nächsten Konstellationspunkt vergleichen und die Koeffizienten in der Weise einstellen, daß der Fehler reduziert wird. Normalerweise wird bei der Ausführung dieser Einstellungen eine Form eines Algorithmus der kleinsten Quadrate verwendet. Dies ist für langsam veränderliche Kanäle mit niedrigen BERs angemessen. Falls die BER einen bestimmten Schwellenwert übersteigt, tritt aufgrund eines falsch decodierten Symbols ein Totalausfall auf. Diese falsch eingestellten Koeffizienten zerstören ferner das Signal, wodurch die Wahrscheinlichkeit eines Fehlers ansteigt, usw., bis sich ein Totalausfall ergibt.

Die Robustheit kann durch die regelmäßige Verwendung einer Trainingssequenz erhöht werden, um sicherzustellen, daß die Koeffizientenwerte nahe am optimalen Wert sind. Beispielsweise können Daten in Blöcke unterteilt werden, wobei dann beim Start jedes Blocks eine bekannte Sequenz übertragen wird. Dieses Verfahren kann weiterhin in Abhängigkeit von der übertragenen bekannten Sequenz und der Verarbeitung beim Empfänger in ein Konvergenztraining und eine Kanalprüfung unterteilt werden. Im Konvergenztraining kann irgendeine bekannte Sequenz geschickt werden. Da der Empfänger diese Sequenz kennt, kann während dieser Periode kein Decodierungsfehler auftreten, so daß die Koeffizienten mit geringer Gefahr eines Totalausfalls auf die optimalen Werte eingestellt werden können. Während der normalen Datenübertragung können die Koeffizienten entweder unverändert gelassen werden oder entsprechend einer Aktualisierungsregel, die im Vergleich zu der während der Übungsperiode verwendeten genauer ist, aktualisiert werden.

Ein weiterer Weg, auf dem die Übertragung einer bekannten Sequenz verwendet werden kann, besteht darin, den Kanal periodisch zu prüfen und dann die Koeffizienten entsprechend einzustellen, wodurch der Bedarf an komplizierten Konvergenzalgorithmien beseitigt wird. Der Kanal kann durch Senden einer Pseudozufalls-Binärfolge (PRBS) mit maximaler Länge für die bekannte Sequenz sowie durch Korrelieren dieser Sequenz mit einer Kopie von ihr, die im Empfänger für jedes der Symbolintervalle, über die die erwartete Verzögerungsspanne des ankommenden Signals auftritt, gehalten wird, geprüft werden. PRBSs mit maximaler Länge besitzen die Eigenschaft, daß die Amplitude der Autokorrelationsfunktion mit der Verzögerung Null gleich der Länge des Codes ist, daß jedoch für irgendeine Offset-Verzögerung die Autokorrelationsfunktion gleich -1 ist. Die Autokorrelation wird mit der XOR-Funktion ausge-

führt, die als Ergebnis 1 oder -1 (verglichen mit 1 oder 0) ergibt. Dies ist unser bevorzugtes System, da wir selbst dann, wenn der Kanal während der Prüfung einen tiefen Schwund aufweist, wenigstens diesen Sachverhalt kennen und Gegenmaßnahmen ergreifen können. Sobald wir den Kanal untersucht haben, können wir die Abzweigungskoeffizienten für den LE berechnen. Die optimalen Koeffizienten für einen LE mit unendlicher Länge sind die Werte des inversen Filters. Falls das dem übertragenen Signal äquivalente Grundband durch  $x$  gegeben ist und die Grundband-Impulsantwort des Kanals durch  $g$  gegeben ist, lautet das in unseren Empfänger eingegebene Grundband äquivalent:

$$y = g * x, \quad (4)$$

wobei  $*$  die Faltung symbolisiert. Ein Entzerrer am Empfänger mit einer Impulsantwort  $c$  hat einen entzerrten Ausgang

$$c * y = c * g * x \quad (5)$$

zur Folge, der, um gleich dem Eingang  $x$  zu sein, erfordert, daß

$$c * g = \delta, \quad (6)$$

wobei  $\delta$  die Einheitsimpulssequenz  $[1, 0, 0, \dots]$  ist. Anwenden der Z-Transformation auf die Gleichung 6 ergibt die Z-Transformierte des Filters, die für die Entzerrung des Kanals erforderlich ist, wobei die Z-Transformierte von  $G(z)$  lautet:

$$C(z) = \frac{1}{G(z)}. \quad (7)$$

In der Praxis besitzt die Kanalantwort eine endliche Länge und wird dargestellt durch

$$G(z) = g(0) + g(1)z^{-1} + \dots + g(n)z^{-n}, \quad (8)$$

wobei  $g(0)$ ,  $g(1)$ , ...,  $g(n)$  Filterkoeffizienten sind. Ihr inverses Filter besitzt eine z-Transformation

$$C(z) = \frac{1}{g(0) + g(1)z^{-1} + \dots + g(n)z^{-n}},$$

$$C(z) = c(0) + c(1)z^{-1} + c(2)z^{-2} + \dots, \quad (9)$$

wobei  $c(0), c(1), \dots$  eine Sequenz von Entzerrerkoeffizienten mit unendlicher Länge bilden. Falls die ISI gering ist, wird diese Sequenz schnell abfallen, wobei die Entzerrerkoeffizienten, d. h.  $c(n)$  für großes  $n$  unerheblich sind. In Mikrozellen erfüllt die ISI im allgemeinen dieses Kriterium, so daß wir die Koeffizienten  $c(n)$  des LE durch diesen langen Divisionsprozeß von  $1/G(z)$  setzen können, was einen geringen Rechenaufwand bedeutet und in Echtzeit implementiert wird. Wenn daher unser Kanalfilter die Antwort

$$G(z) = g(0) + g(1)z^{-1} + \dots + g(n)z^{-n}, \quad (10)$$

besitzt, wobei  $g(n)$  eine komplexe Zahl ist, lauten die komplexen Entzerrerkoeffizienten

$$c_0 = \frac{1}{g(0)},$$

$$c_1 = \frac{-c_0 \cdot g(1)}{g(0)},$$

$$c_2 = \frac{(-c_0 \cdot g(2)) + (-c_1 \cdot g(1))}{g(0)}$$

und allgemein

$$c_n = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (-c_i \cdot g(n-i))}{g(0)}. \quad (11)$$

Dieses System zum periodischen Senden einer bekannten Sequenz zeigt eine verbesserte Leistung auf Kosten einer erhöhten Bandbreite, es können jedoch beim Konvergenzsystem Probleme festgestellt werden, falls sich der Kanal

während des Trainings verändert, so daß der Konvergenzalgorithmus nur schwer ausgeführt werden kann.

Falls es keinen einzelnen vorherrschenden Weg in der Impulsantwort gibt, was bei den Impulsantworten von Tabelle 1 (Fig. 3) der Fall wäre, wenn der erste Weg einem 10 dB-Schwund unterliegt, könnten die Koeffizienten des LE möglicherweise nicht auf einen vernünftigen Wert von  $n$  abfallen. In diesem Fall sind die mit diesem langen Divisionsverfahren berechneten Koeffizienten nicht mehr länger die optimalen Koeffizienten für den Entzerrer mit endlicher Länge. Obwohl optimale Werte für die Koeffizienten für den Entzerrer mit endlicher Länge durch komplexere Prozesse [11] gefunden werden können, ist der lineare Entzerrer nicht mehr länger geeignet. Simulationen eines LE mit zehn Abzweigungen, wobei der erste Weg der eintretenden Impulsantwort einem Schwund unterworfen wird und wobei die Abzweigungskoeffizienten für den Entzerrer mit endlicher Länge optimal eingestellt sind, zeigten, daß der LE nicht zufriedenstellend arbeitete, ferner erforderte der Prozeß der Berechnung der Koeffizienten eine erhebliche Verarbeitungszeit.

#### Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrer (DFE)

Die Struktur eines allgemeinen DFE ist in Fig. 5 gezeigt. Seine Funktionsweise ist durch das Modell

$$\hat{I} = \sum_{j=-K}^K c_j s_{k-j} + \sum c_j \tilde{I}_{k-j} \quad (12)$$

gegeben, wobei  $\hat{I}$  das Ausgangssignal ist und  $\tilde{I}$  die Entscheidung ist, die vom Empfänger hinsichtlich des übertragenen Signals getroffen wird, normalerweise das am nächsten am decodierten Ausgang befindliche Symbol. Der Entzerrer ist aus einem Vorwärtsregelungs- und einem Entscheidungsrückkopplungsabschnitt aufgebaut. Der Vor-

wärtsregelungsabschnitt stimmt mit dem linearen Entzerrer überein, der Entscheidungsrückkopplungsabschnitt unterscheidet sich jedoch hinsichtlich seines Eingangs. Anstelle der Verwendung des Empfänger-Eingangssignals wird hinsichtlich des übertragenen Symbols eine Entscheidung getroffen, wobei dieser Wert in den Rückkopplungsabschnitt geschickt wird. Dies führt zu einer Anzahl von Vorteilen. Die in den Rückkopplungsabschnitt geschickten Daten enthalten nicht länger irgendein Rauschen, so daß die Genauigkeit der Interferenzkompensation erhöht wird. Außerdem hat dies für die Struktur des Rückkopplungssystems die Bedeutung, daß die Länge des Rückkopplungsregisters nur so lang wie die Verzögerungsspanne des ankommenden Signals sein muß. Dies steht im Gegensatz zum linearen Entzerrer, bei dem die Länge durch die Antwort des inversen Filters bestimmt wird und leicht eine Größenordnung größer als die Verzögerungsspanne sein kann. Die Koeffizienteneinstellung ist ähnlich derjenigen des linearen Entzerrers, wobei die Differenz zwischen dem Ausgangssignal und dem nächsten Symbol dazu verwendet werden kann, die Abzweigungen zu aktualisieren, alternativ kann auch eine Trainingssequenz verwendet werden. Falls der Kanal geprüft wird, sind die korrekten Rückkopplungsabzweigungskoeffizienten einfach die abgetasteten Werte der Kanalimpulsantwort. Die Koeffizienten im Vorwärtsregelungsabschnitt müssen noch immer unter Verwendung des Prozesses der inversen Filterung abgeleitet werden, in der Praxis ist jedoch der Vorwärtsregelungsabschnitt in den DFEs kaum erforderlich, da die Impulsantwort normalerweise aus einem schnellen Anstieg auf eine Spitze, gefolgt von einem relativ langsamen Abstieg, besteht.

Unter der Voraussetzung einer niedrigen BER ist die Leistung des DFE normalerweise höher als diejenige eines linearen Entzerrers, und dies wegen der Entfernung von

Rauschen aus dem Rückkopplungseingang und der nicht gekappten Länge des Rückkopplungssystems. Der DFE neigt jedoch erheblich stärker zu Totalausfällen als der lineare Entzerrer. Außerdem bestehen noch immer einige Probleme hinsichtlich einer inkorrekten Koeffizientenaktualisierung, zusätzlich besteht jedoch die Möglichkeit einer inkorrekten Rückkopplung. Falls eine falsche Entscheidung erfolgt, wird das Interferenzkompensations-signal vom Rückkopplungsabschnitt falsch sein, wodurch die Wahrscheinlichkeit eines Fehlers erhöht wird, wenn die nächste Entscheidung getroffen wird, usw. Ferner ist der DFE im allgemeinen nicht in der Lage, sich von einem solchen Ausfall zu erholen, wenn sich das Signal verbessert, da es nahezu unmöglich ist, wieder das richtige Signal in das Rückkopplungsregister zu erhalten. Dies macht den DFE für die Verwendung in Rayleigh-Schwund-Kanälen ungeeignet, da er während des ersten Schwunds vollständig ausfällt und sich dann bis zum Verschicken der nächsten Trainingssequenz nicht erholen kann.

#### Auswirkungen des Rayleigh-Schwunds

Wenn die Übertragung in der Rayleigh-Schwund-Umgebung stattfindet, gibt es eine Anzahl von Gegenmaßnahmen, die oftmals gegen den Schwund eingesetzt werden. Mobile Teilnehmer können in einem tiefen Schwund stationär werden, was einen Systemausfall zur Folge hat. Um diesen Zustand zu bekämpfen, kann das Frequenzsprungverfahren verwendet werden. Die Daten werden in Blöcke unterteilt, wobei am Ende jedes Blocks ein Sprung zu einer neuen Frequenz außerhalb der Kohärenzbandbreite des Kanals vorgenommen wird. Der Kanal wird am Anfang des Blocks untersucht, um die Impulsantwort bei der neuen Frequenz herzustellen. Obwohl die Untersuchung in der Mitte des Blocks bessere Ergebnisse ergibt, erfordert sie mehr Speicher und wird um der Einfachheit willen hier nicht



ausgeführt. Der nächste Datenblock wird anschließend gesendet. Die Größe jedes Blocks muß in der Weise gewählt werden, daß der Kanal sich während der Übertragungszeit des Blocks nicht wesentlich ändert. Der Kanal sollte jedoch so selten wie möglich untersucht werden, um den Datendurchsatz hoch zu halten. Die optimale Blockgröße steht mit der Geschwindigkeit des mobilen Teilnehmers in Beziehung.

Simulationen von adaptiven linearen Entzerrern und Entscheidungsrückkopplungs-Entzerrern zeigten wegen der oben diskutierten Totalausfälle geringe Leistungen. Ein ähnliches Problem wurde bei DFEs, die die Kanaluntersuchung verwendeten, festgestellt. Der lineare Entzerrer mit Kanalprüfung bot die vielversprechendste Leistung.

Einige geringe Änderungen am Kanaluntersuchungsverfahren, die für binäre Modulationsschemata verwendet werden, sind für die QAM notwendig, da wir hier die Abbildung eines PRBS auf das äußerste Symbol der Konstellation bei  $0^\circ$  benötigen. Die Verwendung des äußersten Symbols maximiert den empfangenen Rauschabstand, wobei bei einer Übertragung lediglich auf der I-Achse die Messung der eingeführten Phasenverschiebung vereinfacht wird. Es wird eine getrennte Korrelation auf der I- und der Q-Achse ausgeführt, wobei die Phasenverschiebung ermittelt wird, indem von den Ergebnissen der  $\arctan$  genommen wird. Das zugrundeliegende QAM-System, das wir verwenden, ist das differentielle Starsystem [4]. Wir verwenden keine Überabtastung [4], da sich der Kanal bei diesen hohen Übertragungsraten von 8 MSym/s nicht schnell ändert, außerdem verwenden wir kein mit 64 Pegeln codiertes System [4], da wir die Komplexität für diese anfänglichen Simulationen niedrig halten möchten. Das vergleichbare Schmalbandsystem ist das differentielle 16-Pegel-Star ohne Überabtastung. Ein Vergleich der BER-Leistung des differentiellen

16-Pegel-Star, das bei 16 kHz bei flachem Schwund arbeitet, d. h. mit Schmalbandkanal, mit dem 8 MHz-System mit einem LE über einem frequenzselektiven Breitbandkanal ist in Fig. 8 gezeigt, in der wir feststellen, daß die Leistung des Breitbandsystems geringer als diejenige des Schmalbandsystems ist, jedoch nicht wesentlich geringer.

#### Funktionsweise der LEs und der DFEs

In unseren Simulationen wurde beobachtet, daß die Leistung eines Systems mit dem linearen Entzerrer erheblich verbessert werden konnte, sofern es gegenüber bestimmten Schwundtypen toleranter gemacht werden konnte. Es wurde außerdem beobachtet, daß der DFE ein sehr leistungsfähiger Entzerrer sein könnte, wenn verhindert werden könnte, daß er aufgrund von Fehlerausbreitungswirkungen Totalausfälle zeigt. Ein Lösungsweg bestand darin, einen Entzerrer zu schaffen, der die Vorteile des LE und des DFE nutzt, jedoch ihre Nachteile vermeidet.

Der lineare Entzerrer arbeitet wie oben beschrieben die meiste Zeit zufriedenstellend, mit Ausnahme der Zeit, in der die Koeffizienten fehlerhaft nicht abnehmen. Dieses fehlerhafte Nichtabnehmen könnte durch Vergleichen der Werte der letzten wenigen Koeffizienten mit einem geeigneten Schwellenwert erfaßt werden. Falls dieser Schwellenwert durch die Koeffizientenwerte überschritten würde, würden die decodierten Daten vom linearen Entzerrer eine hohe Fehlerrate besitzen. Ein System, das während eines Schwundes nicht vollständig ausfallen würde, wäre erforderlich. Das System müßte nicht wie die vorhergehenden Systeme besonders gut arbeiten, vielmehr würde unter diesen Bedingungen eine BER von nahezu 0,5 ausreichen.

In der Situation, in der der LE nicht konvergierte, wurde entschieden, die Verwendung eines DFE zu versuchen, der

gewisse Auflagen zu erfüllen hatte, um Totalausfälle zu vermeiden. Der erste Weg beim Entzerren des Kanals erfolgt durch einen nicht optimalen Entzerrer, der auf einem RAKE-Entzerrer oder -Kombinierer basiert [11]. Obwohl dies eine große Anzahl von Fehlern bedeutet, liegen diese im allgemeinen an benachbarten Konstellationspunkten. Die wiederhergestellten Daten können dann dazu verwendet werden, den DFE von Totalausfällen abzuhalten. Wir nennen diesen nicht optimalen Entzerrer einen Einsymbolfenster-Entzerrer (OSWE).

#### RAKE-Kombinierer

Das RAKE-System ist kein Entzerrer, sondern ein Kombinierer für Diversity-Systeme. Ein Blockschaltbild des Basis-systems ist in Fig. 6 gezeigt. Das RAKE-System stimmt hinsichtlich der Struktur mit einem Maximalverhältnis-Kombinierer überein. Es ist so beschaffen, daß es in einer Situation arbeitet, in der das zu übertragende Signal im Schmalband liegt, jedoch die verfügbare Bandbreite ein Breitband ist, so daß das übertragene Signal breitbandig gemacht wird, um die dem Breitbandsystem inhärente Mehrweg-Diversity zu nutzen. Das Grundbandsignal wird als Reihe schmaler Impulse mit einem Spalt zwischen jedem Impuls wie in Fig. 7 gezeigt übertragen. Wegen der Verzögerungsspanne nimmt der Empfänger jeden Impuls als eine Reihe ankommender Impulse wahr. Um korrekt zu arbeiten, benötigt er die Kenntnis bezüglich der erwarteten Dämpfung und der Phasenänderung, die in jedem Weg auftritt. Jeder ankommende Impuls wird anschließend verstärkt und um diese erwarteten Faktoren verschoben, anschließend werden die Impulse addiert, um das Eingangssignal für den Symbolentscheidungsabschnitt zu bilden. Dies ist schematisch in Fig. 7 gezeigt. Adaptive Koeffizientenaktualisierungssysteme können statt der Kanalun-

tersuchungsverfahren verwendet werden, diese sind jedoch weniger robust.

Das RAKE-System erhält seinen Namen wegen der Weise, in der es in sämtlichen ankommenden Impulsen wie ein "Rechen" arbeitet (englisch: to rake), um ein Signal zu bilden. Es wird wegen der besseren Eigenschaften der Kanalcodierungsverfahren, die mit Entzerrern in Verbindung stehen, um zusätzliche Bandbreiten zu nutzen, kaum verwendet.

#### Einsymbolfenster-Entzerrer (OSWE)

Der Entzerrer verwendet das Prinzip, daß die ISI im allgemeinen als Zufallsrauschen auftritt, wobei die Berechnung eines geeignet gewichteten Durchschnitts der Größe und der Phase der ankommenden Phasenzeiger über die Dauer der Kanalimpulsantwort ermöglicht, diese ISI zu entfernen. Sein Funktionsprinzip wird im folgenden diskutiert und ist schematisch in Fig. 10 gezeigt. Zunächst wird aus der Untersuchungssequenz die Kanalimpulsantwort geschätzt. Dann bestimmen wir den Verzögerungsraum, d. h.  $m$  Symbolperioden nach der ersten signifikanten Komponente, in dem die letzte signifikante Wegkomponente empfangen wurde. Für jeden der  $m$  Räume drehen wir eine Kopie der übertragenen Konstellation um die gemessene Drehung der Impulsantwort für diesen Raum und halten sie im Speicher. Durch diese Maßnahme kompensieren wir jegliche durch den Kanal verursachte Drehung der Konstellation. Um eine Entscheidung bezüglich des  $r$ -ten Symbols zu treffen, warten wir, bis wir sämtliche  $m$  ankommenden QAM-Phasenzeiger empfangen haben, die einen Beitrag vom  $r$ -ten Symbol enthalten. Wir bilden diese Phasenzeiger auf die geeignete gedrehte Konstellation ab. Somit wird der QAM-Phasenzeiger, der durch das erste Wegesignal bedingt ist, in der um die Phasenverschiebung des ersten Weges gedreh-

ten Konstellation gehalten. Der QAM-Phasenzeiger, der den ersten Weg vom  $(r + 1)$ -ten übertragenen Symbol und die ISI vom  $r$ -ten Symbol enthält, würde in der Konstellation gehalten, die um die Phasenverschiebung gedreht ist, die der Kanal der zweiten Raumverzögerung auferlegt, usw. Dann führen wir für jeden der  $M$  möglichen übertragenen Phasenzeiger eine Abstandssummierung über sämtliche gedrehten Konstellationen aus. Genauer wird der Abstand zwischen dem Punkt auf jeder gedrehten Konstellation, auf den der  $N$ -ten Phasenzeiger abgebildet worden ist, und dem empfangenen Symbol ermittelt. Jeder Abstand wird durch das Verhältnis der Wegamplitude für diese Verzögerung zur Wegamplitude der Hauptabzweigung skaliert. Diese Skalierung hat die Wirkung, daß die Größe der signifikant gedämpften verzögerten Signale reduziert wird, wenn das Symbol wiederhergestellt wird, und sie ist notwendig, da diese verzögerten Signale in hohem Maß durch das Rauschen und die ISI von anderen Symbolen verfälscht sind.

Der Abstand  $d_n$ , der irgendeinem besonderen Symbol  $S_n$  im Zeitpunkt  $t$  zugeordnet ist, ist gegeben durch

$$d_n = \sum_{i=1}^m \sqrt{(x_{t+i} - u_i)^2 + (y_{t+i} - v_i)^2} \cdot \frac{a_i}{a_0}, \quad (13)$$

wobei  $m$  der niedrigstwertige Verzögerungsraum ist,  $x_t$  und  $y_t$  die kartesischen Werte des ankommenden Signals im Zeitpunkt  $t$  sind,  $a_i$  und  $a_0$  die Amplituden der gemessenen Impulsantwort an der Abzweigung  $i$  bzw. an der Hauptabzweigung sind und  $u$  und  $v$  die kartesischen Werte der gedrehten Konstellationspunkte sind, die gegeben sind durch

$$\begin{aligned} u_i &= r_n \cos(\theta_n + \phi_i), \\ v_i &= r_n \sin(\theta_n + \phi_i), \end{aligned} \quad (14)$$

wobei  $r_n$  und  $\theta_n$  die Polaramplitude bzw. die zum Symbol  $n$  beim Sender gehörige Phase sind und  $\pi_i$  die Phasenverschiebung der  $i$ -ten Komponente in der geschätzten Kanalimpulsantwort ist. Wenn aus sämtlichen  $m$  empfangenen Phasenzeigern, die Komponenten des  $r$ -ten Signals enthalten, der Gesamtabstand zu jedem der  $M$  Konstellationspunkte ermittelt worden ist, wählen wir den Konstellationspunkt mit dem niedrigsten Gesamtabstand, d. h. den kleinsten Wert von  $d$ , als denjenigen Wert, der mit größter Wahrscheinlichkeit gesendet worden ist. Dieses Symbol wird zusammen mit den tatsächlich empfangenen Signalpegeln  $x_t$  und  $y_t$  zum DFE geschickt.

#### Betrieb des OSWE mit DFE

Wir verwenden nun die Leistung des DFE, um die Fehlerrate vom OSWE erheblich zu reduzieren. Wenn die LE-Koeffizienten fehlerhaft nicht abgefallen sind, wirkt der DFE auf den empfangenen Signalpegel normalerweise ein und trifft bezüglich des gesendeten Symbols eine Entscheidung. Falls diese Entscheidung mit derjenigen des OSWE übereinstimmt, wird das Symbol in die Rückkopplungsabzweigungen eingegeben und wird in einem Entscheidungsregister gespeichert, das für die Dauer der Decodierung eines Blocks gehalten wird. Falls es ein benachbartes Symbol in der QAM-Konstellation zu demjenigen ist, das vom OSWE decodiert wurde, schicken wir erneut das vom DFE decodierte Symbol zu den Rückkopplungsabzweigungen zurück und speichern es als das neue decodierte Symbol. Sollte jedoch das vom DFE wiederhergestellte Symbol kein Nachbar des vom OSWE geschätzten Symbols sein, ändern wir das vom OSWE geschätzte Symbol zu einem seiner Nachbarn in der Weise, daß es näher an die vom DFE wiederhergestellte Symbolposition bewegt wird, geben es in die DFE-Rückkopplungsabzweigungen ein und speichern es als das neue decodierte Symbol.

Diese Einschränkung hinsichtlich der durch den DFE rückgekoppelten Symbole verhindert bei fast allen ernsthaften Schwundtypen, daß er total ausfällt. Der DFE kann iterativ mehrmals laufen, wobei er die gleichen Eingangssignale, jedoch unterschiedliche Rückkopplungssignale verwendet, da sich das beschränkende Ausgangsregister bei jedem Durchlauf leicht verändert. Simulationen haben offenbart, daß für einen sehr hohen Prozentsatz der Totalausfälle des LE dieses iterative System eine sehr niedrige oder Null-Symbolfehlerrate erzeugte. Die Verwendung eines Wissens hinsichtlich des übertragenen Symbols in der Simulation zeigte, daß jede Iteration eine niedrigere oder gleiche BER wie die vorhergehende Iteration erzeugte. Nach ungefähr zehn Iterationen wurde eine minimale BER erreicht.

Der OSWE arbeitet automatisch an der stärksten Komponente in der Kanalimpulsantwort. Die DFEs besitzen normalerweise einen Vorwärtsregelungsabschnitt, um zu ermöglichen, daß die stärkste Komponente nicht der erste Weg ist. Dieser Vorwärtsregelungsabschnitt ist im wesentlichen ein LE, wobei die Abzweigungskoeffizienten durch den Prozeß der inversen Filterung wie oben erläutert eingestellt werden. Bei der hier vorgeschlagenen Kombination von Entzerrern können wir den größten Teil des Vorwärtsregelungsabschnitts weglassen, da der OSWE bereits die Daten decodiert hat, die normalerweise im Vorwärtsregelungsteil des DFE decodiert würden. Der DFE arbeitet am unverfälschten OSWE-Ausgang, am ankommenden Signal und an den Rückkopplungsdaten, die wie oben erläutert abgeleitet werden. Dieser Entzerrer besitzt keine guten iterativen Konvergenzeigenschaften, wenn der erste Weg der stärkste ist, da er Daten vom OSWE verwenden muß, bevor er sie modifizieren kann, erneut zeigt er jedoch eine erhebliche Verbesserung hinsichtlich der Leistung gegenüber dem LE.

Die Ergebnisse für dieses System sind in Fig. 11 gezeigt, wo wir sehen, daß die Leistung erheblich besser als bei alleinigem LE ist, außerdem können wir eine Verbesserung gegenüber dem Schmalbandsystem erkennen. Diese Verbesserung gegenüber dem Schmalbandsystem hat den Grund darin, daß dieser Entzerrer erfolgreich die Mehrweg-Zeit-Diversity verwendet, die im Breitbandkanal vorhanden ist.

#### Verwendung einer Fehlerkorrektur-Codierung

Die in Fig. 11 gezeigten Ergebnisse zeigen das Vorhandensein einer Rest-BER, die durch Impulsantworten verursacht wird, die durch unser System nicht zufriedenstellend entzerrt werden können. Beispielsweise fällt das System bei Umgebungen in Gebäuden aus, wenn die erste Komponente in der Kanalimpulsantwort einen Schwund von ungefähr 10 dB aufweist, wenn ihre Größe ungefähr gleich derjenigen der anderen mehreren Wege wird.

Um diese verbleibende BER zu beseitigen, haben wir versucht, eine Fehlerkorrektur-Codierung in einer effizienten Weise zu verwenden. Herkömmliche FECs codieren die Bits, verschachteln sie, übertragen sie, führen die Entzerrung aus, entschachteln die Bits und decodieren und korrigieren sie anschließend. Die Ergebnisse einer solchen FEC-Strategie, die auf ein System der bevorzugten Ausführungsform angewendet werden, sind in Fig. 12 gezeigt. Wir haben die BCH-Codes gewählt. Der Grund hierfür besteht darin, daß sie systematisch sind, was die vorteilhafte Eigenschaft hat, daß sie erfassen können, wenn sie durch einen Fehler überlastet sind und daher keinerlei Korrekturen versuchen. In dieser Situation führen sie keine weiteren Fehler ein. BCH-Codes sind nicht so effizient wie RS-Codes, sie sind jedoch erheblich einfacher zu implementieren. In der Referenz [4] verglichen wir RS-



und BCH-Codes für QAM-Übertragungen über mobile Funkkanäle und schlossen, daß die geringen Gewinne der RS-Codes gegenüber den BCH-Codes nicht ausreichen, um die Zunahme der erforderlichen Komplexität zu rechtfertigen. In Fig. 12 zeigen wir die Ergebnisse für einen Bereich von Fehlerkorrekturleistungen. Die Zahlen in der Erläuterung der Figur geben die Bitkorrekturfähigkeit für eine Bitlänge von 63 Bits an.

Wie ersichtlich ist, haben selbst geringe Fehlerkorrekturleistungen ihre Effektivität bewiesen, insbesondere bei übermäßigen Rauschabständen von ungefähr 20 dB. Die verbleibende BER wird entfernt und der Kanal wird für eine Computerdatenübertragung geeignet gemacht. Die überschüssigen Codierungsleistungen im BCH (63, 45, 3) bieten einen geringen zusätzlichen Gewinn für die Abwägung im spektralen Wirkungsgrad. Wir bemerken, daß die Codierung den spektralen Wirkungsgrad reduziert, es hat sich jedoch als notwendig erwiesen, diese Maßnahme bei den meisten Übertragungen über Rayleigh-Schwund-Kanäle zu ergreifen.

In dem System der bevorzugten Ausführungsform können Fehlerkorrekturcodes in effizienterer Weise als lediglich durch Decodieren nach der QAM-Symbolwiederherstellung verwendet werden. In gleicher Weise, in der wir eine Anzahl von Durchläufen durch den DFE verwenden, können wir die teilweise decodierten Daten mehrmals durch den Fehlerkorrektor schicken, wodurch die Leistung des Systems effizient erhöht wird. Falls, was meist der Fall ist, der LE verwendet worden ist, speichern wir die decodierten Daten in einem für die Entschachtelung bereiten Feld. Falls der OSWE verwendet worden ist, speichern wir zusätzlich zur Speicherung der decodierten Daten in diesem Feld sowohl das ankommende Signal als auch einen Merker, um zu kennzeichnen, daß dieser Block durch den

OSWE decodiert worden ist. Die Datenblöcke werden unabhängig davon, ob sie vom LE oder vom OSWE stammen, entschachtelt und blockweise decodiert. Die meisten entschachtelten Blöcke werden auf dieser Stufe zu viele Fehler besitzen, um eine Korrektur zu ermöglichen, falls jedoch irgendeine Korrektur erfolgt, wird neben den korrigierten Bits ein Merker gesetzt. Die nicht verschachtelten Blöcke, die vom OSWE decodiert worden sind, werden anschließend durch den DFE wie oben beschrieben geschickt, jedoch mit der kleinen Abwandlung, daß irgendwelche Bits, die als korrekt markiert wurden, nicht vom DFE verändert werden dürfen. Es wird darauf hingewiesen, daß die differentielle Codierung nicht verwendet werden kann, weil wir, falls wir ein differentiell decodiertes Symbol korrigiert haben, die richtige Differenz zwischen dem vorhergehenden und dem momentanen Symbol kennen würden, nicht jedoch nicht die Absolutwerte dieser Symbole. Der Nachteil der Verwendung der nichtdifferentiellen Codierung ist bei hohen Bitraten nicht problematisch, da sich der Kanal verhältnismäßig langsam verändert. Ein Vergleich von differentiellen und nichtdifferentiellen (nicht-FEC) Codierungen für das System der bevorzugten Ausführungsform ist in Fig. 13 angegeben. Wir bemerken, daß die Leistung der beiden Systeme im wesentlichen übereinstimmt. Der Grund hierfür besteht darin, daß der durch die differentielle Codierung erzielte Gewinn, d. h. die Fähigkeit, einer schnellen Kanaländerung zu folgen, durch die 3 dB-Bestrafung, die der differentiellen Codierung eigentümlich ist, verschoben wird. Bei diesen hohen Übertragungsraten ändert sich der Kanal auf einer symbolweisen Basis gegenüber unseren Untersuchungen [4] bezüglich des Schmalbandkanals nicht so schnell, so daß die differentielle Codierung weniger wichtig wird. Nachdem die Daten durch den DFE geschickt worden sind, werden sie erneut entschachtelt, dann folgt ein weiterer Versuch einer Fehlerkorrektur. Dieser Prozeß wird für so viele

Durchläufe wie notwendig fortgesetzt. Da wir vom Überlastungsdetektor des Decodierers die Anzahl der Fehler gut einschätzen können, können wir diesen interaktiven Prozeß so lange fortsetzen, bis entweder keine Fehler im Feld vorhanden sind oder nicht mehr Fehler wie im vorhergehenden Durchlauf entfernt worden sind. Die Konvergenz des DFE wird durch die Markierung der korrigierten Bits verbessert, was dazu beiträgt, zu verhindern, daß er falsche Entscheidungen trifft. Die Leistung dieses Systems für die gleichen BCH-Codes wie vorhin ist in Fig. 14 gezeigt. Wie ersichtlich ist, ist die Gesamtwirkung dem normalen Codierungsverfahren von Fig. 12 sehr ähnlich. Ein Vergleich der beiden Systeme zeigt, daß für die meisten Codierungsleistungen und Rauschabstände ein geringer Gewinn in der Größenordnung von 2-3 dB vorhanden ist. Dies ist kein besonders großer Lohn für die erhebliche Zunahme der Empfängerkomplexität. Die Implementierung dieses Systems wäre nur dann rentabel, wenn der Rauschabstand oder die BER gegenüber den Kosten absolute Priorität hätte.

Der Grund für den kleinen Gewinn besteht wahrscheinlich darin, daß, obwohl der Entzerrer nun zu einer besseren Konvergenz gezwungen wird, das vorhergehende System die meisten Fehler von einem nicht konvergierenden Entzerrer entfernen konnte, wodurch der Nutzen des Systems reduziert wird.

#### Diversity in einem Breitbandsystem

In einem früheren Artikel [2] haben wir gezeigt, daß die Diversity zweiter Ordnung in der Schmalband-QAM nützlich ist. Die Wahl oder Kombination der empfangenen Signale von Diversity-Empfängern hängt von ihren relativen Amplituden ab. In einem hier betrachteten Breitbandsystem ist das Szenario unterschiedlich. Wir würden aus der Raum-

Diversity einen geringeren Nutzen erwarten, weil die Zeit-Diversity, die einer Mehrwegumgebung eigentümlich ist, im Entzerrungsprozeß in gewissem Ausmaß verwendet wird. Wenn wir zwei Kanäle mit unterschiedlichen Impulsantworten haben, müssen wir für die Implementierung eines geschalteten Diversity-Empfangs entscheiden, welcher Kanal die günstigste Antwort besitzt. Diese Entscheidung wird durch die Eigenschaften des Entzerrers beherrscht.

Es ist notwendig, den Vorzug zu quantifizieren, der für eine gegebene Impulsantwort mit der wahrscheinlichen Anzahl von Fehlern in Beziehung steht. Bei geschalteter Diversity können wir dann den Kanal mit der geringsten Fehlerwahrscheinlichkeit wählen, wobei wir bei Maximalverhältnis-Kombination die ankommenden Kanäle mit der Fehlerwahrscheinlichkeit gewichten. Um die Typen von Impulsantworten zu identifizieren, die wahrscheinlicher relativ niedrige Symbolfehlerraten liefern, haben wir eine Reihe von Simulationen ausgeführt, wobei wir einen Kanal verwendet haben, dessen Impulsantwort drei Koeffizienten besaß. Wir bezeichnen die Größe des stärksten Weges mit  $a_0$ , diejenige des nächststärksten Weges mit  $a_1$  und diejenige des schwächsten Weges mit  $a_2$ . Wir stellten die Durchschnittsleistung der Impulsantwort auf eine Konstante ein und beobachteten, daß die niedrigste Fehlerrate erzielt wurde, wenn ein vorherrschender Weg  $a_2$  vorhanden war und  $a_1$  deutlich größer als  $a_2$  war. In dem Fall, in dem die zwei Wege angenähert gleich waren, traten weniger Fehler auf, wenn nicht die zwei größeren, sondern die zwei kleineren Wege gleich waren. Die höchste Fehlerrate trat auf, wenn sämtliche Wege die gleiche Größe besaßen. Daher haben wir unser Diversity-System so eingestellt, daß wir eine Impulsantwort in Übereinstimmung mit dem Systemparameter

$$r = \left( \frac{a_0}{a_1} + \frac{a_1}{a_2} \right) \cdot F + \frac{a_1}{a_2} \quad (15)$$

festgelegt haben, wobei  $F$  ein weiterer Systemparameter ist, der die Einheit übersteigen muß. Der erste Ausdruck von  $r$  ermöglicht uns, ein Maß für das Vorherrschen des stärksten Weges  $a_0$  zu erhalten, während der zweite Ausdruck  $(a_1/a_2)$  die Signifikanz des Vorherrschens von  $a_1$  gegenüber  $a_0$  angibt. Für eine Anzahl von Kanälen besitzt derjenige mit größtem  $r$  die am günstigsten geformte Impulsantwort, wobei sich dann, wenn sämtliche Impulsantworten die gleiche Durchschnittsleistung besitzen, die niedrigste BER ergibt. Im allgemeinen besitzen die Impulsantworten unterschiedliche Durchschnittsleistungen, so daß wir unsere Festlegung eines Kanals abwandeln zu

$$R = a_0 r, \quad (16)$$

da  $r$  Verhältnisse angibt und nur mit der Form der Impulsantwort in Beziehung steht. Durch Multiplizieren von  $r$  mit dem vorherrschenden Koeffizienten  $a_0$  wird  $r$  geeignet skaliert. Die BER wurde bei einer Veränderung des Parameters  $F$  von 1 bis 10 untersucht, wobei sich gezeigt hat, daß sie gegenüber dem gewählten Wert verhältnismäßig unempfindlich ist. Wir wählten  $F = 5$ , obwohl der wichtigste Punkt ist,  $F$  größer als die Einheit zu machen.

Ausgestattet mit unserem Algorithmus  $R$  für die Festlegung der Qualität einer Kanal-Impulsantwort haben wir Diversity-Experimente zweiter Ordnung ausgeführt. Die zwei Kanäle besaßen Impulsantworten mit jeweils drei Koeffizienten. Sämtliche drei Koeffizienten besaßen Größen und Phasen, die mit unabhängigen Rayleigh-Schwund-Statistiken in Übereinstimmung waren. Die PRBS-Prüfsequenz wurde für jeden Datenblock über beide Kanäle übertragen, wobei die Kanal-Impulsantworten geschätzt wurden. Der Diversity-Zweig, dessen Impuls das größere  $R$  besaß, wurde in unseren Schalt-Diversity-Anordnungen verwendet. Die

Veränderung der BER in Abhängigkeit vom Kanal-Rauschabstand ist in Fig. 15 für dieses Diversity-System mit einer Datenrate von 8 MBd, d. h. 32 Mb/s, gezeigt. Eine Bewertungsmarke für die Nicht-Diversity-Bedingung ist ebenfalls gezeigt. Für eine BER von  $10^{-2}$  (hier wird keine FEC verwendet) ergab die Diversity eine Reduktion für  $E_b/N_0$  von ungefähr 6 dB. Zum Vergleich zeigen wir die Leistung des Systems, das den ankommenden Kanal nicht durch Verwendung von  $R$  der Gleichung 16, sondern lediglich durch Auswahl der Impulsantwort mit der stärksten Durchschnittsleistung wählt, d. h.:

$$R = a_0^2 + a_1^2 + a_2^2. \quad (17)$$

Die Kurven in Fig. 15 zeigen, daß trotz der inhärenten Diversity im Mehrwegsignal, das von unserem Entzerrersystem von Fig. 11 genutzt wird, weitere signifikante Gewinne erzielt werden konnten, indem die räumliche Diversity zweiter Ordnung eingeführt wird. Das Verfahren des Wählens der Impulsantwort unter Verwendung von Gleichung 16 lieferte die Profilschaltkurve. Diese hatte bessere Eigenschaften als das herkömmliche Verfahren der Auswahl des Signals mit der höchsten Durchschnittsleistung unter Verwendung von  $R$  in Gleichung 17, deren Leistung in Fig. 15 mit Leistungsschaltkurve bezeichnet ist.

#### Implementierung

Das verknüpfte Gleichungssystem der bevorzugten Ausführungsform ist komplizierter als ein einfacher LE, es benötigt jedoch keine deutlich erhöhte Verzögerung im Vergleich zum LE. Der Grund hierfür besteht darin, daß die meisten Operationen parallel ausgeführt werden können. Die von jedem der Entzerrer des vollständigen Systems bedingte Verzögerung ist lediglich die Symbolverzögerung, die durch jeden verknüpften Entzerrer bedingt

ist. Diese liegt in der Größenordnung der maximalen Zeitverzögerung, die vom niedrigstwertigen Verzögerungsraum erfahren wird. Die Daten können dann zum nächsten verknüpften Entzerrer geschickt werden, während der vorhergehende Entzerrer das nächste Symbol abarbeitet. Die zehn iterativen Schleifen durch den DFE können durch zehn getrennte DFEs erzielt werden. Dies ist nicht unpraktisch, da jeder der DFEs sehr einfach ist und nur eine kurze abgezweigte Verzögerungsleitung und einen Summierer und einen Quantisierer enthält.

Die Materie wird komplexer bei der Einführung der Kanalcodierung. Die verwendete Verschachtelung war in der Größenordnung von 6 ms für die Simulationen, die mit den in Fig. 12 dargestellten Ergebnissen in Beziehung stehen, wo eine herkömmliche FEC die entzerrten Daten bearbeitet. Wir geben jedoch an, daß, falls das Mehrfachdurchlauffehler-Decodierungssystem verwendet wird, Verzögerungen in erheblichem Maß aufgebaut werden, wobei es sich als nicht möglich erweisen könnte, die Daten in Echtzeit zu bearbeiten. Dieses System würde für Computerdaten reserviert bleiben, wo lange Verzögerungen oftmals toleriert werden können, niedrige BERS jedoch wesentlich sind.

Es gibt wenig Veröffentlichungen hinsichtlich Entzerrern für die QAM-Übertragung über dispersive Schwundkanäle in Mikrozellenumgebungen und gebäudeinternen Umgebungen. Unsere Untersuchungen zeigen, daß bei einer Übertragungsfrequenz von 2 GHz Daten mit einer Rate von 8 MSymbolen/s, die 32 Mbits/s entsprechen, über 16-Pegel-QAM über dispersive Breitbandkanäle mit einer Integrität verschickt werden können, die in vielen Anwendungen annehmbar ist. Wir haben festgestellt, daß in den meisten Fällen ein linearer Entzerrer zufriedenstellend arbeitete, wenn jedoch die Hauptkomponente der Impulsantwort einen tiefen Schwund aufweist, ist es vorteilhaft, die

Entzerrung des ersten Durchlaufs mit einem nicht optimalen Entzerrer auszuführen und dann das Ergebnis zu verwenden, um einen Totalausfall eines DFE zu verhindern. Falls dieses System in iterativer Weise verwendet wird, werden erhebliche Verbesserungen hinsichtlich der BER erzielt. Das System dieser bevorzugten Ausführungsform enthält drei Typen von Entzerrern in einer verknüpften Anordnung, wobei zwischen ihnen geschaltet wird, wenn sich die Bedingungen im Schwundkanal verändern.

Die räumliche Diversity zweiter Ordnung bringt im Kanalausgabestand gegenüber einem äquivalenten nicht codierten System einen Gewinn von 5-7 dB, vorausgesetzt, daß es in intelligenter Weise implementiert ist, was zu einer BER von  $3 \cdot 10^{-4}$  bei einem  $E_b/N_0$ -Verhältnis von 30 dB ohne Kanalcodierung führt.

Die Verwendung einer Kanalcodierung schafft sehr deutliche Reduzierungen der BER. Mit einem 2/3-Ratencodierer werden BERs von  $1 \cdot 10^{-5}$  für  $E_b/N_0$ -Werte von 20 dB erzielt, wobei dann, wenn eine Lösung mit iterativer Kanaldcodierung verwendet wird, BERs von  $1 \cdot 10^{-6}$  bei gleicher Codierungsleistung und gleichem  $E_b/N_0$ -Verhältnis verwirklicht werden, jedoch um den Preis eines erheblichen Anstiegs der Komplexität.

#### Referenzen

- [1] Carrier recovery for 16 level QAM in mobile radio - E. Issman, W. Webb, IEE colloquium on multi-level modulation 1990/045.
- [2] 16 level circular QAM transmissions over a Rayleigh fading channel - W. Webb, B. Steele, ebenda.
- [3] Multi-level data transmissions over mobile radio channels - P. Martin, A. Bateman, ebenda.



- [4] Bandwidth-efficient QAM schemes for Rayleigh fading channels - W. Webb, R. Steele, IEE 5th Colloquium on Radio Receivers, Juli 90.
- [5] Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a sub-urban mobile radio environment - D. Cox, IEEE trans Antennas and Propagation Bd. AP-20, Nr. 5, Sept. 72.
- [6] Wideband characteristics of fading mobile radio channels - J. Parsons, A. Hajwa, IEE proc 129 pt F Nr. 2, April 82.
- [7] Laboratory testing of digital cellular radio systems - M. Hodges, S. Jensen, F. Tattersall, Br Telecom Technol J 8, Nr. 1, Jan. 1990.
- [8] A comparison of the time delay spread measurements within two dissimilar office buildings - D. Devasirvatham IEEE conf. on communications Canada, Juni 86.
- [9] Propagation characteristics on microcellular urban mobile radio channels at 910 Mhz - R. Bultitude, G. Bedal, IEEE J-SAC Bd. 7, Nr. 1, Jan. 89.
- [10] A comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1,75 GHz - R. Bultitude, S. Mahmoud, W. Sullivan, ebenda.
- [11] Digital communications - J. Proakis, McGraw-Hill 1983.
- [12] Toward a high-capacity digital cellular mobile radio system - R. Steele, IEE Proc Pt.F. Bd. 132 Nr. 5, Aug. 1985 S. 405-415.

## Patentansprüche

1. Digitales Funksystem, in dem Datensymbole über einen Funkkanal unter Verwendung mehrerer Modulationspegel gesendet werden, mit einem Empfänger zum Empfangen eines Mehrpegel-Modulationssignals, in dem das empfangene Signal durch eine erste Symbol-Schätzeinrichtung (26) verarbeitet wird, was einen ersten Schätzwert eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Symbols ergibt, und außerdem durch eine zweite Schätzeinrichtung (25) verarbeitet wird, was einen zweiten Schätzwert eines durch das Signal repräsentierten Symbols ergibt, wobei der durch die erste Schätzeinrichtung (26) erzeugte Schätzwert bereitgestellt wird, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen, und andernfalls der Schätzwert der zweiten Schätzeinrichtung (25) bereitgestellt wird.
2. Digitales Funksystem nach Anspruch 1, in dem die Datensymbole unter Verwendung eines Mehrpegel-Modulationsschemas gesendet werden und der von der ersten Schätzeinrichtung (26) erzeugte Schätzwert bereitgestellt wird, wenn die Schätzwerte der ersten Schätzeinrichtung (26) und der zweiten Schätzeinrichtung (25) gleich sind oder im Modulationsschema benachbarte Symbole ergeben, und andernfalls auf der Grundlage des Schätzwerts der zweiten Schätzeinrichtung (25) ein Ausgangssignal bereitgestellt wird.
3. Digitales Funksystem nach Anspruch 2, in dem das auf dem Schätzwert der zweiten Schätzeinrichtung (25)

basierende Ausgangssignal der Schätzwert der zweiten Schätzeinrichtung (25) ist, der durch die Wahl eines Symbols modifiziert ist, das dem von der zweiten Schätzeinrichtung (25) ausgegebenen Schätzwert benachbart ist.

4. Digitales Funksystem nach Anspruch 1 bis 3, in dem das Ausgangssignal in einem iterativen Schätzprozeß verwendet wird.

5. Digitales Funksystem nach irgendeinem der Ansprüche 1 bis 4, in dem die erste Schätzeinrichtung (26) ein differentieller Rückkopplungsentzerrer ist.

6. Digitales Funksystem nach irgendeinem der Ansprüche 1 bis 5, in dem die zweite Schätzeinrichtung (25) ein modifizierter RAKE-Diversity-Kombinierer ist.

7. Digitales Funksystem nach irgendeinem der Ansprüche 1 bis 6, in dem der Empfänger eine dritte Symbol-Schätzeinrichtung (24) besitzt, die so beschaffen ist, daß sie einen Schätzwert erzeugt, wenn vom Empfänger empfangene Signale eine besondere Charakteristik des Funkkanals angeben.

8. Digitales Funksystem nach Anspruch 7, in dem die dritte Schätzeinrichtung (24) ein linearer Entzerrer ist und die Charakteristik angibt, ob Kanalklangsignale eine konvergente Reihe von Werten für Abzweigungen (22) des linearen Entzerrers (24) ergeben.

9. Verfahren zum Verarbeiten von empfangenen Mehrpegel-Modulationssignalen, die in einem digitalen Funksystem digitale Datensymbole repräsentieren, mit den Schritten: Erzeugen eines ersten Schätzwerts eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Symbols und Erzeugen eines zweiten Schätzwerts eines

durch das Signal repräsentierten Symbols sowie Bereitstellen des ersten Schätzwerts als Ausgangssignal, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen, und andernfalls Bereitstellen des zweiten Schätzwerts als Ausgangssignal.

10. Verfahren zum Verarbeiten von empfangenen Mehrpegel-Modulationssignalen, in dem das empfangene Signal durch eine erste Symbol-Schätzeinrichtung (26) verarbeitet wird, was einen ersten Schätzwert eines durch ein empfangenes Mehrpegel-Modulationssignal repräsentierten Signals ergibt, und durch eine zweite Schätzeinrichtung (25) verarbeitet wird, was einen zweiten Schätzwert eines durch das Signal repräsentierten Symbols ergibt, wobei der von der ersten Schätzeinrichtung (26) erzeugte Schätzwert bereitgestellt wird, wenn der erste und der zweite Schätzwert gleich sind oder eine vorgegebene Beziehung besitzen und andernfalls ein auf dem Ausgangssignal der zweiten Schätzeinrichtung (25) basierender Schätzwert bereitgestellt wird.

1 / 10

Fig.1.

STAR-QAM-Konstellation

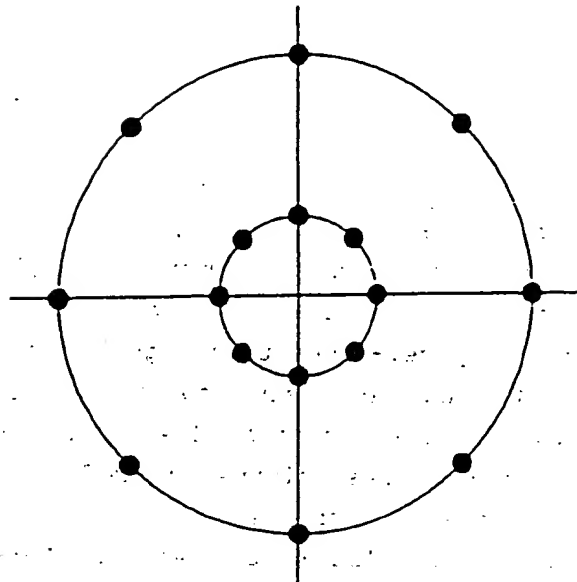


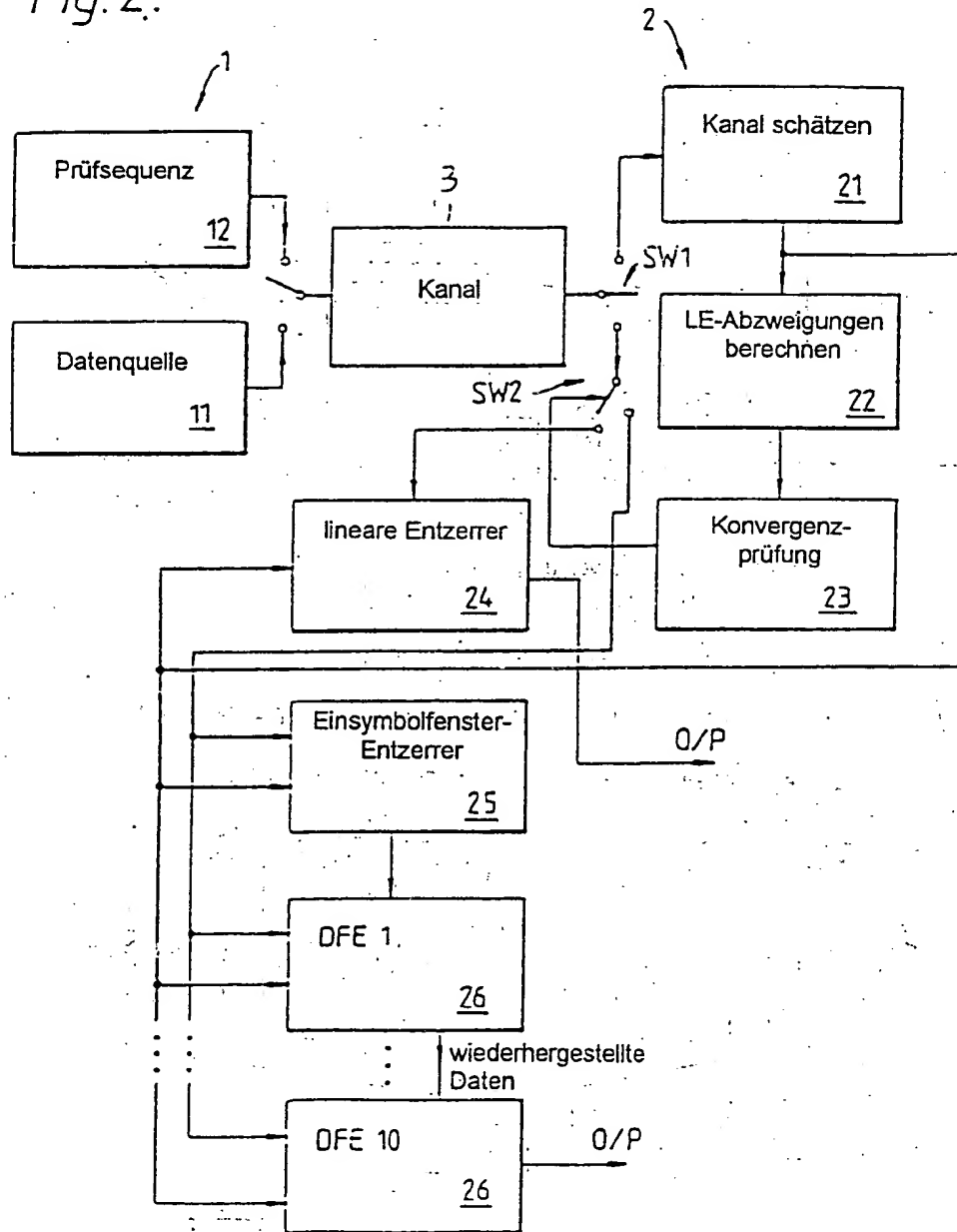
Fig.3.

empfangene Spannung von einem  
Impuls mit 8 MSymbole/s.

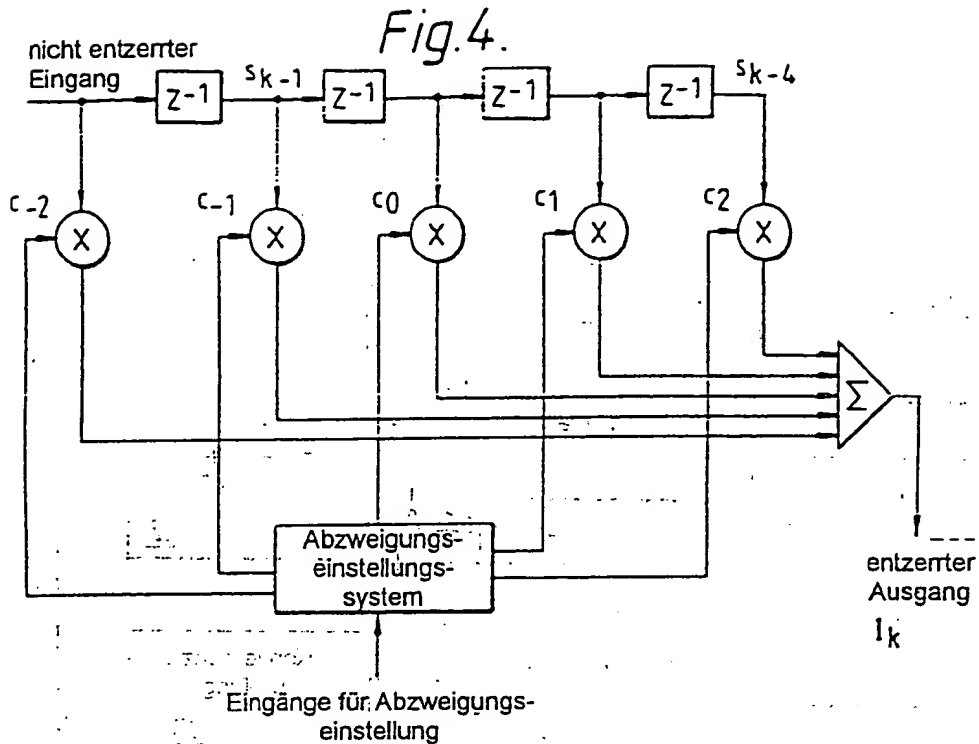
Verzögerungsraum	empfangene Spannung	
	Mikro-zelle	Straße
0	1	1
1	0.14	0
2	0.1	0
3	0	0.28
4	0	0
5	0	0
6	0	0
7	0	0
8	0	0.01

Fig. 2.

Systemblockschaltbild

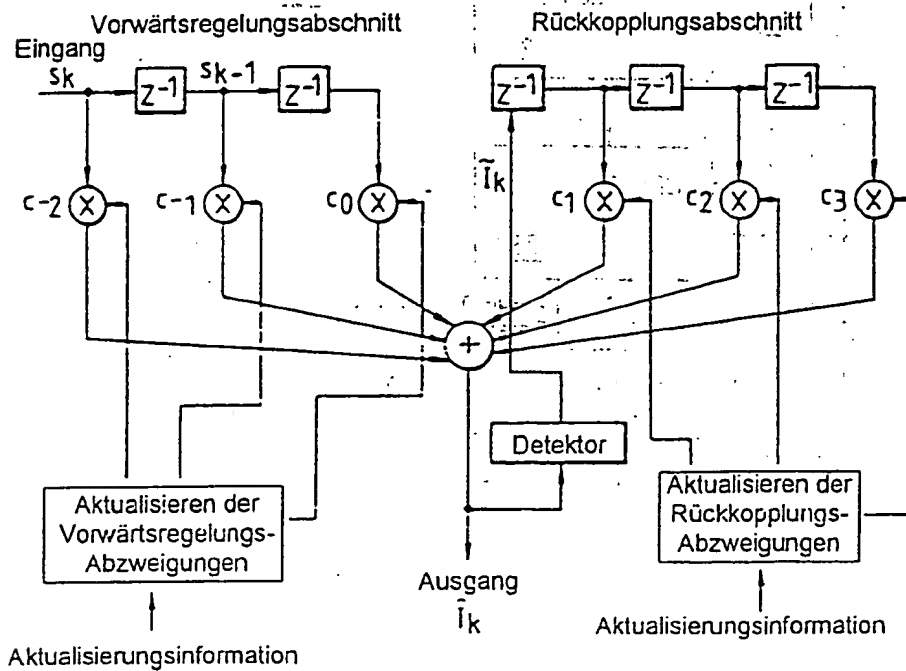


3 / 10



— allgemeines System für linearen Entzerrer

*Fig. 5.* allgemeine Struktur für Entscheidungsrückkopplungsentzerrer



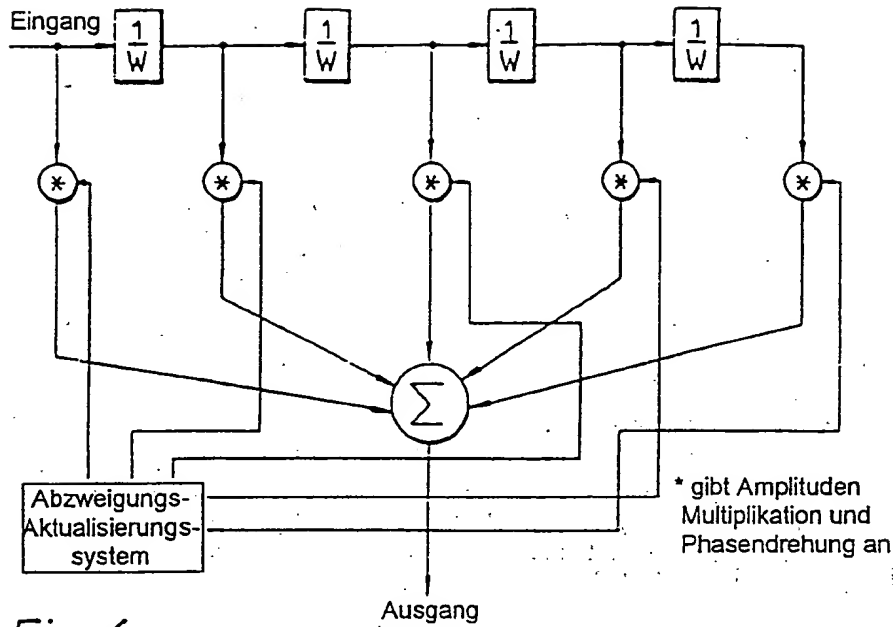


Fig. 6. RAKE-Diversity Kombinationssystem

Fig. 8. BER-Leistung  
Schmalband- und Breitband-QAM

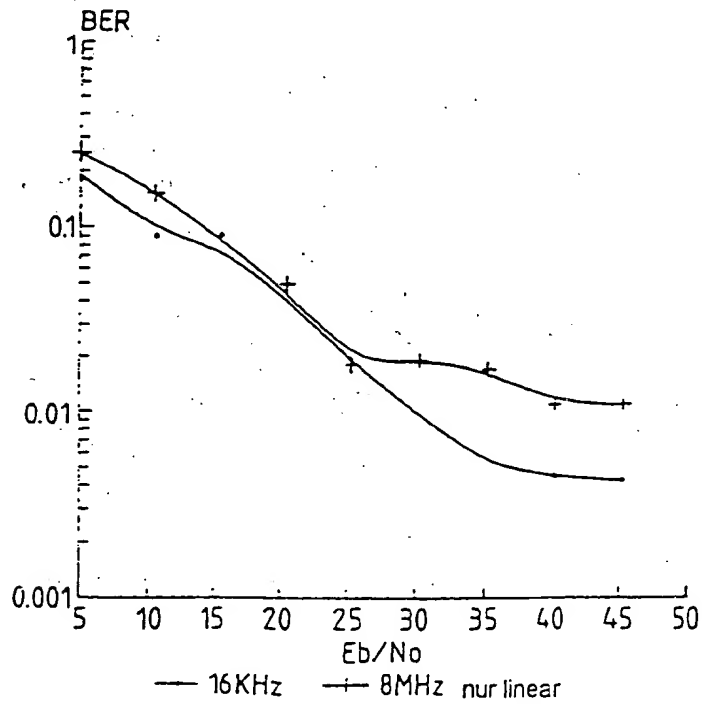




Fig. 7.

Operation des RAKE-Kombinierers

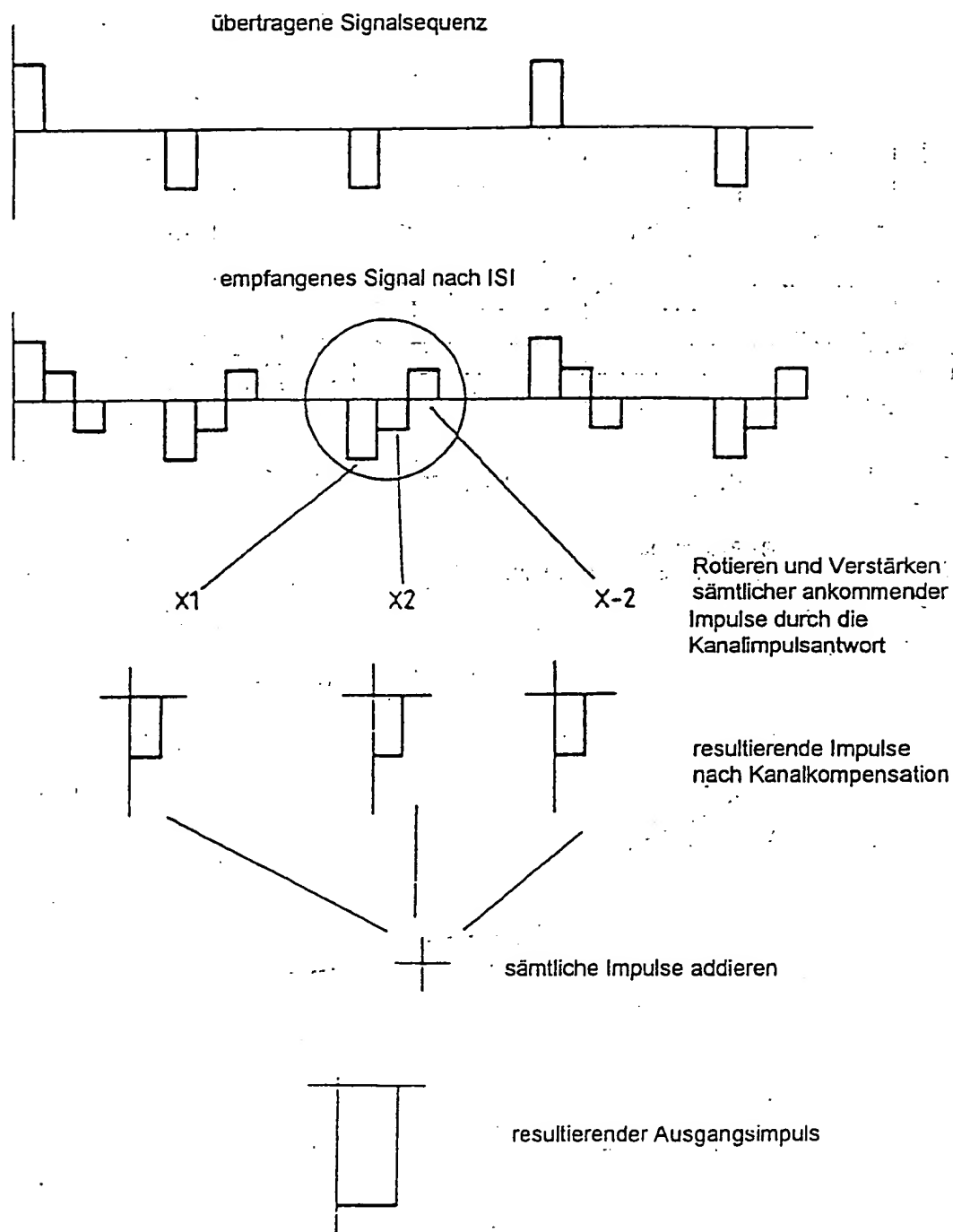
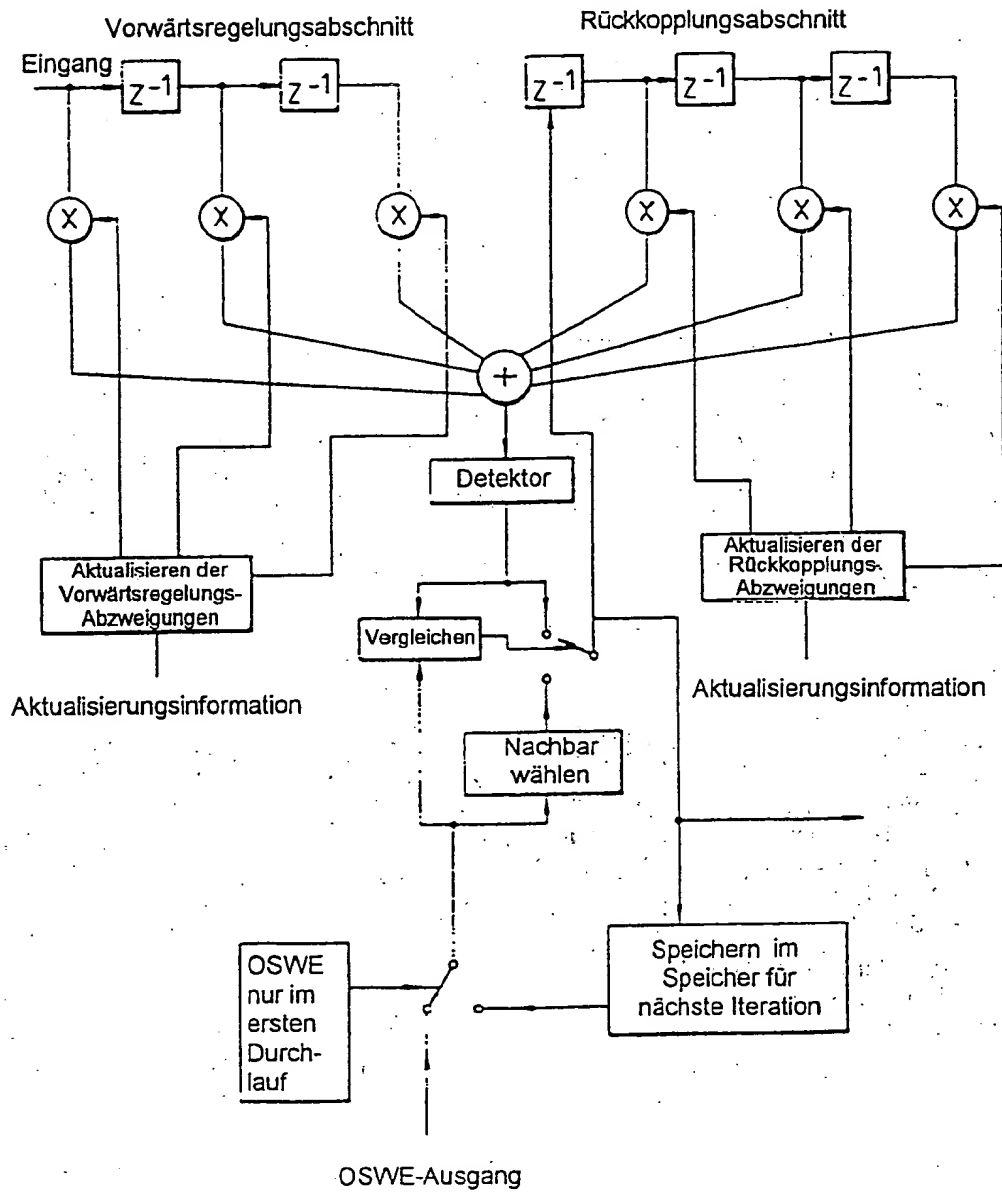


Fig. 9.

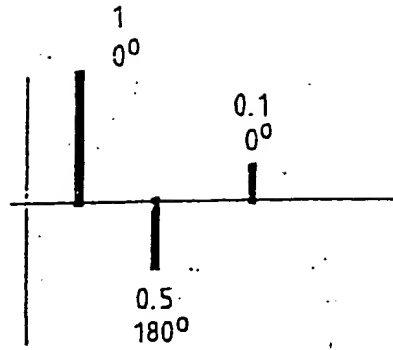
DFE-Diagramm, das Iteration und Wechselwirkung mit OSWE zeigt



1

Fig. 10.

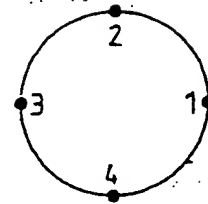
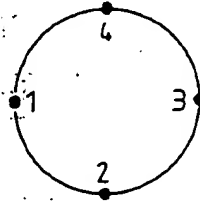
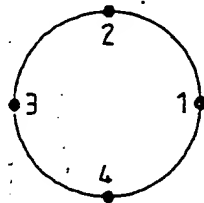
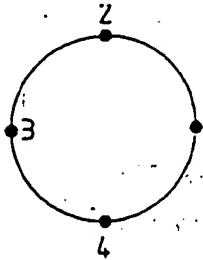
OSWE-Operation



typische Impulsantwort, die aus drei (3) Wegen besteht, d.h.  $m = 3$

ursprünglich  $M = 4$

Rotieren für Wege 1 bis 3

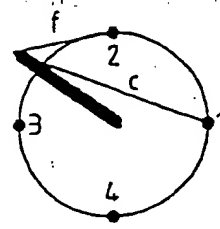
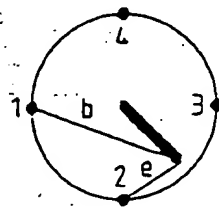
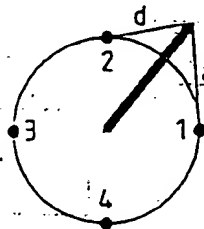


Die dicken Linien  
representieren die  
empfangenen Phasen-  
zeiger für 3 aufeinander-  
folgende Symbolperioden.

$$d_1 = a + 0.5 + 0.1c$$

$$d_2 = d + 0.5 + 0.1f$$

usw. für jeden Konstellationspunkt.  
Wir wählen die Konstellationspunkt  
mit dem kleinsten  $d$ .



8 / 10

Fig. 11.

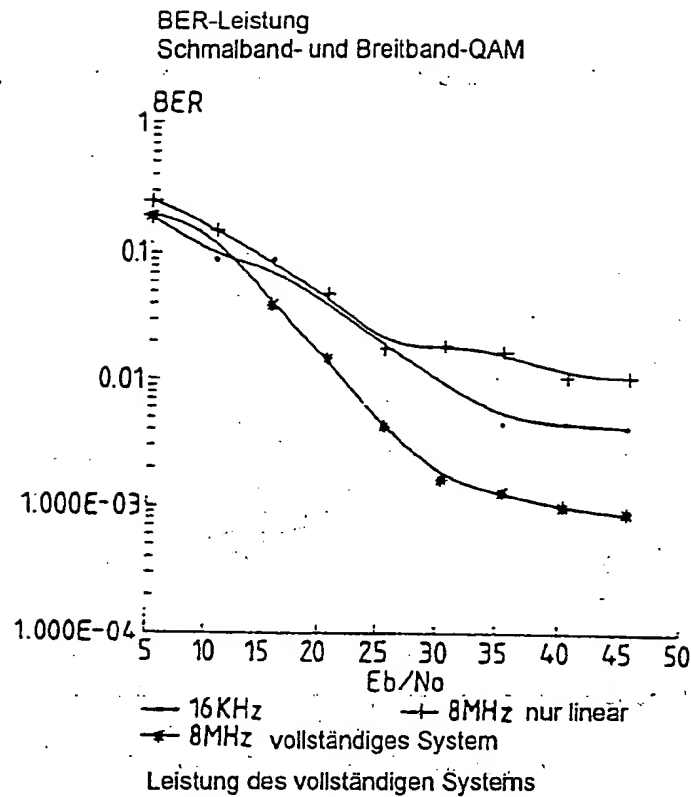
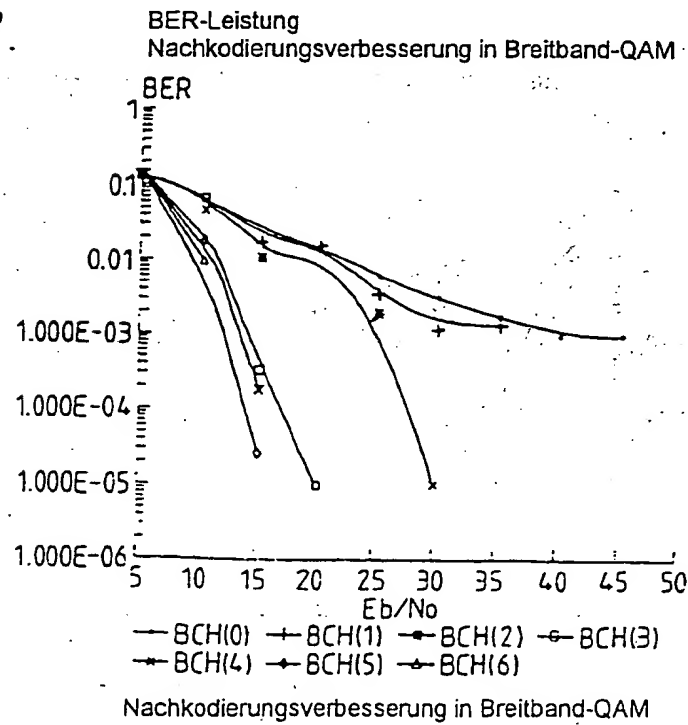


Fig. 12.



9 / 10

Fig. 13.

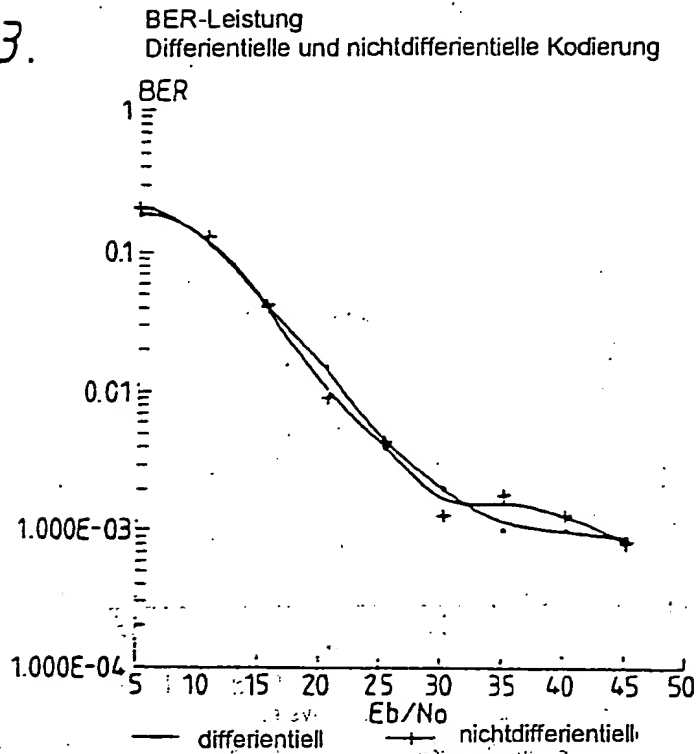
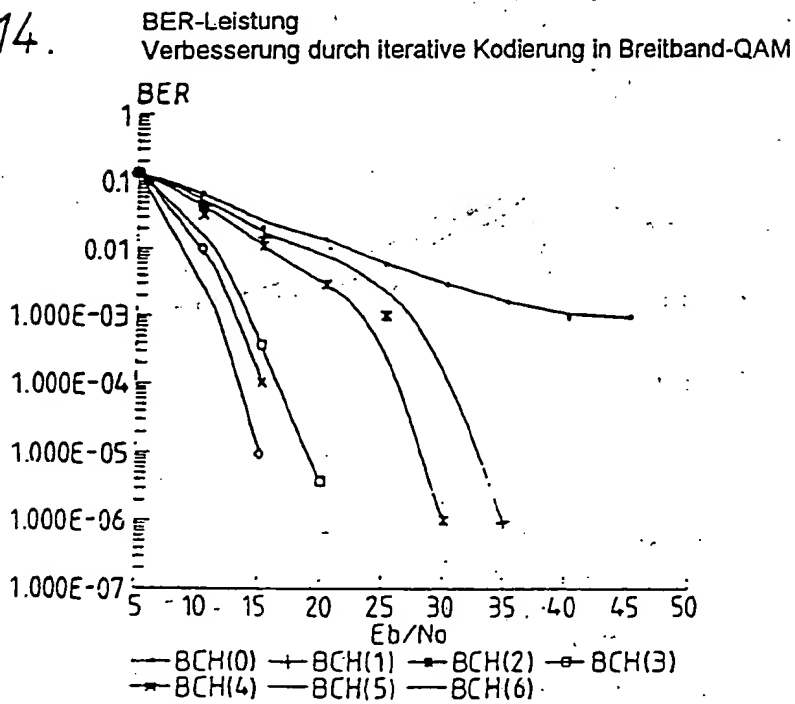


Fig. 14.



10 / 10

Fig.15.

